

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A)

平2-141049

⑬ Int. Cl.⁵

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)5月30日

H 04 L 27/20
27/18

Z 8226-5K
Z 8226-5K

審査請求 有 請求項の数 19 (全10頁)

⑮ 発明の名称 不平衡直角位相PSK変調器—リミッタ

⑯ 特 願 昭63-312168

⑰ 出 願 昭63(1988)12月12日

優先権主張 ⑱ 1988年4月12日 ⑲ 米国(US) ⑳ 180,467

㉑ 発 明 者 ドナルド・ユージン・アメリカ合衆国、ニュージャージー州、マウント・ローレ
アウバート ル、メドウルー・ドライブ、37番

㉒ 発 明 者 ユーサン・ウ アメリカ合衆国、ニュージャージー州、プリンストン・ジャ
クシオン、ウエルズレイ・コート、11番

㉓ 発 明 者 ビシユヌ・ワマン・ネ アメリカ合衆国、ニュージャージー州、ブレインズボロ、ガ
ルルカー リック・レーン、12番

㉔ 出 願 人 ゼネラル・エレクトリ アメリカ合衆国、ニューヨーク州、スケネクタディ、リバ
ック・カンパニー ーロード、1番

㉕ 代 理 人 弁理士 生沼 徳二

明 細 書

1. 発明の名称

不平衡直角位相PSK変調器—リミッタ

2. 特許請求の範囲

1. 不平衡4位相偏移キーイングされた変調信号を正確に発生する装置であって、

不平衡4位相偏移キーイングされた信号を発生するように搬送波信号源に接続されるとともに、前記搬送波上に不平衡直角位相で変調される第1および第2の情報信号の供給源に接続されるようになっていて、前記直角位相関係が乱された場合クロストークを発生しやすい不平衡4位相偏移キーイングされた変調器と、

前記変調器に接続され、クロストークを発生しやすい前記傾向を低減するように前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号の振幅を制限する振幅リミッタとを有する前記装置。

2. 前記変調器は、

変調される前記搬送波信号を受信するようになっている入力ポートを有するとともに、また前記

入力ポートへの前記減衰されていない搬送波信号の供給にตอบสนองして振幅が等しく互いに同相の第1および第2の搬送波が出力される第1および第2の出力ポートを有する同相電力分割手段と、

前記電力分割手段の前記第1の出力ポートに接続され、該第1の出力ポートから前記第1の搬送波を受信するとともに、また前記第1の情報信号を受信するように接続されている情報入力ポートを有し、前記第1の搬送波を前記第1の情報信号で2相変調して第1の変調された搬送波信号を発生する第1の2相変調手段と、

前記電力分割手段の前記第2の出力ポートに接続され、該第2の出力ポートから前記第2の搬送波を受信するとともに、また前記第2の情報信号を受信するように接続されている情報入力ポートを有し、前記第2の搬送波を前記第2の情報信号で2相変調して第2の変調された搬送波信号を発生する第2の2相変調手段と、

前記第1および第2の振幅変調手段にそれぞれ接続されている第1および第2の入力ポート、お

および出力ポートを有する90°の不平衡ハイブリッドカプラーであって、前記第1の変調された搬送波信号を前記ハイブリッドカプラーの前記第1の入力ポートから前記ハイブリッドカプラーの前記出力ポートに基準振幅および位相をもって供給し、前記第2の変調された搬送波信号を前記ハイブリッドカプラーの前記第2の入力ポートから前記ハイブリッドカプラーの前記出力ポートに前記基準振幅と異なる振幅および相対的に90°の位相偏移をもって供給するとともに、振幅が等しくない互いに直角位相の第1および第2の変調された搬送波信号をベクトル加算して前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を発生する前記ハイブリッドカプラーとを有する請求項1記載の装置。

3. 前記第1および第2の2位相変調手段は平衡混合器を有する請求項2記載の装置。

4. 前記平衡混合器は二重に平衡を保たされている請求項3記載の装置。

5. 前記ハイブリッドカプラーは前記振幅差が7dBであるような振幅特性を有し、前記不平衡4

位相をもって供給するとともに、前記第2の入力ポートからの信号を前記出力ポートに異なる振幅結合係数および前記基準位相以外の第2の位相をもって供給する加算カプラーと、

前記搬送波信号源に接続され、前記搬送波信号を少なくとも第1および第2の減衰された搬送信号部分に分割する振幅分割手段と、

前記振幅分割手段に接続され、前記第1の情報信号に反応して前記第1の信号部分を2相変調して、第1の変調信号部分を形成する第1の2相変調手段と、

前記振幅分割手段に接続され、前記第2の情報信号に反応して前記第2の信号部分を2相変調して、第2の変調信号部分を形成する第2の2相変調手段と、

前記加算カプラーおよび前記第1および第2の振幅変調手段に接続され、前記第1および第2の変調信号部分をそれぞれ前記加算カプラーの前記第1および第2の入力ポートに供給し、これにより前記加算カプラーは、前記基準振幅結合係数お

位相偏移キーイングされた信号は第1の変調状態の下では前記第1の変調された搬送波信号成分に対して約27°の位相角を形成し、第2の変調状態の下では前記第1の変調された搬送波信号成分に対して約153.4°の位相角を形成する請求項2記載の装置。

6. 前記不平衡ハイブリッドカプラーは、4ポート分岐方向性カプラーと、

前記4ポートの1つに接続されている整合された終端部とを有する請求項2記載の装置。

7. 前記振幅リミッタは増幅器を有する請求項1記載の装置。

8. 前記増幅器はFETで構成される請求項7記載の装置。

9. 前記変調器および前記リミッタの間に接続された分離装置を更に有する請求項7記載の装置。

10. 前記変調器は、

第1および第2の入力ポートおよび出力ポートを有し、前記第1の入力ポートに供給される信号を前記出力ポートに基準振幅結合係数および基準

および前記異なる振幅結合係数間の差による振幅差、および前記基準位相および前記第2の位相間の差による位相差をもって前記第1および第2の変調信号部分を互いに結合し、前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を形成する結合手段とを有する請求項1記載の装置。

11. 前記振幅分割手段は前記搬送波信号を分割して、振幅が等しい第1および第2の減衰された搬送波信号部分を発生する請求項10記載の変調器。

12. 前記第1および第2の2相変調手段は各々平衡型混合器を有する請求項6記載の装置。

13. 前記振幅差は7dBである請求項6記載の装置。

14. 前記位相差は90°からずれており、これにより前記クロストークを発生しやすくなっている請求項6記載の装置。

15. 前記振幅リミッタは増幅器を有する請求項14記載の装置。

16. 前記増幅器はFETで構成される請求項

15記載の装置。

17. 前記増幅器および前記変調器の間に接続された分離装置を更に有する請求項15記載の装置。

18. 前記不平衡4位相偏移キーイングされた信号を前記増幅器から受信するように接続された別の分離装置を有する請求項17記載の装置。

19. 低クロストークを有する4位相偏移キーイングされた信号を発生する方法であって、

直角位相が正確でない場合には両者間にクロストークを発生しやすい第1および第2の情報信号を互いに90°の位相偏移をもって搬送波上に変調して、変調信号を発生し、

クロストークを発生しやすい前記傾向を低減するように前記変調信号の振幅を制限するステップを有する前記方法。

3. 発明の詳細な説明

政府は商務省との契約第NA84-DSC-00125号のもとに本発明における権利を有する。

本発明は不平衡1/4位相偏移キーイングされ

た変調器のクロストークの改良に関し、更に詳しくは振幅リミッタが使用されているこのような変調器に関する。

発明の背景

位相偏移キーイングされた(PSK)伝送は広く使用されている信頼性のある形態の通信である。2つの2値(2状態)PSK信号が搬送波間に90°の相対位相偏移をもって加算すなわち重畳され、1/4位相偏移キーイングされた信号(QPSK)を形成して、単一の和搬送波が2つの独立した情報信号によって変調されることは周知である。

第1図は1983年1月に発行されたマイクロウェーブマガジンの99ページ-109ページに発表されたノイフ等(Neuf et al)による「直角位相IFマイクロ波混合器の通常のおよび新しい応用(Conventional and New Applications for the Quadrature IF Microwave Mixer)」という題名の文献に記載されている変調器10をブロック図形式に示している。第1図の構成においては、

QPSK変調される無線周波(RF)搬送波が3dB電力分割器14の入力ポート12に供給される。このような電力分割器は周知であり、「0°、3dBハイブリッド」のような名前を与えられている。この電力分割器は共通ポートに供給される信号を2つの完全に同じ信号に分割して2つの出力ポート16および18から出力する特性を有している。興味あることとして、等しい電力および等しい位相の信号が入力としてポート16および18に供給されると、それらの和がポート12に現れるが、入力としてポート16および18に供給される信号が同じでない程度に差は共通ポート12に現れず、その代わりに差は熱として消費される除波ポート(図示せず)に供給される。

第1図に示す変調器10においては、電力分割器14の入力ポートへの搬送波の供給に応じて電力分割器14の出力ポート16および18に発生する振幅が等しく、位相が等しい信号はそれぞれ導体44および46を介して第1の混合器20の第1の入力ポート48および第2の混合器22の

第1の入力ポート50に供給される。混合器20は同相(I)信号と称する第1の入力信号を受信するように接続されている第2の入力ポート24を有し、また混合器22は直角位相(Q)信号と称する第2の独立した情報信号を受信するように接続されている第2の入力ポート26を有する。情報信号につけられているIおよびQの表示はそれら情報信号間の関係を示していないが、以下に説明するように変調結果を示している。混合器20および22は各々2相キーイングモードで動作する。2相キーイング装置としての二重平衡混合器の動作は第2図に関連して以下に説明する。

混合器20からの2相キーイングされた出力信号は混合器20の出力端子28に現れ、導体52を介して直角位相3dBハイブリッドすなわち方向性カプラー32の入力ポート34に供給される。混合器22からの2相キーイングされた出力信号は混合器22の出力端子30に現れ、導体54を介してカプラー32の入力ポート36に供給される。「除波」負荷42が好ましくない信号を消費

するためにカプラー32の出力ポート40に接続されている。3dBカプラー32は例えば1986年7月22日に発行されたクラーク等(Clark et al)の米国特許第4,602,227号に記載されている周知の形式のものである。

このタイプのカプラーは互いに近接した2つの伝送ラインを有し、これらは動作周波数帯域内の周波数の4分の1波長の長さにわたって相互作用する。一方の伝送ラインは第1図のカプラー32のポート34および40を連結するラインによって表され、他方の伝送ラインはポート36および38を連結するラインによって表される。このタイプのカプラーはどんな周波数でも使用することができるが、約100メガヘルツ(MHz)ないし10ギガヘルツ(GHz)の周波数範囲における最も一般的な用途に使用される。カプラー32の最も顕著な特徴はポート34に供給される信号が2つの部分に分割され、その一方は半分の振幅(−3dB)および基準位相をもってポート38に供給され、他方はまた半分の振幅を持つとともに

4分の1波長の伝送ラインの長さのために基準位相に90°を加算した位相をもってポート40に供給される。同様に、ポート36に供給される信号は2つの部分に分割され、半分の振幅および基準位相をもってポート40に供給されるとともに、半分の振幅および基準位相に90°を足した位相でポート38に供給される。振幅が等しく、位相が等しい信号がカプラー32のポート34および36に供給されると、全信号電力の半分がポート40および除波負荷42に供給され、全信号電力の他の半分がベクトル和信号として出力ポート38に現れる。他のカプラー構造は他の周波数範囲にわたって等価な性能を有している。

第2図は二重平衡混合器20の概略構成図である。混合器22もちろん構造的に同じである。第1図の構成要素に対応する第2図の構成要素は同じ符号で示されている。入力導体44はポート48を介して変成器210の一次巻線210'の一端に接続されている。一次巻線210'の他端はアースされている。振幅対時間正弦波240と

して示されている搬送波信号はセンタータップ212を有する二次巻線210'に供給される。センタータップ212は電圧振幅対時間ステップ波形242として示されているデジタル情報信号を受信する第2の入力ポート24に接続されている。ステップ波形242は時刻T0より前においてはゼロボルト時よりも正の値を有し、時刻T0の後においてはゼロボルトよりも負の値を有するものとして示されている。波形242は時刻T0より前の時刻における理論1レベルから時刻T0の後の時刻の論理0レベルへの2進データ信号の1つの変移を要している。二次巻線210'の端部は接続点(ノード)214および216に接続されている。全体的に220として示されている他の変成器は二次巻線220'を有し、その一端はアースされ、他端は出力ポート28を介して導体52に接続されている。二次巻線220'はアースされたセンタータップ222を有する一次巻線220'によって駆動される。一次巻線220'の両端は接続点224および226に接続さ

れている。第1のダイオード228はアノードが接続点214に接続され、カソードが接続点224に接続されている。第2のダイオード234はアノードが接続点216に接続され、カソードが接続点226に接続されている。第3および第4のダイオード230および232はアノードがそれぞれ224および228に接続され、カソードがそれぞれ接続点216および214に接続されている。

混合器20の動作においては、240で示す正弦波の搬送波が一次巻線210'に供給され、二次巻線210'を介して接続点214および216の間に現れる。また、動作の間においては、波形242で示すような2進データすなわち情報信号がアースに対して端子24に供給される。時刻T0前においては、電圧242はアースより正の値、すなわち正の電圧を有する。正の電圧はダイオード228および234を順方向にバイアスし、バイアス電流が巻線210'、順方向にバイアスされたダイオード228および234、および巻

線220'を介してアースに流れる。ダイオード230および232は供給された正の情報信号によって逆方向にバイアスされ、開放回路になっている。ダイオード228および234が順方向にバイアスされ、導通状態になることによって、接続が接続点214および224の間、および接続点216および226の間に設定される。従って、時刻T0前においては、接続点214および216に発生したRF搬送波は接続点224および226に接続され、従って第1、すなわち基準極性、すなわち位相をもって一次巻線220'に供給される。変圧された搬送波は時刻T0前の波形248の部分で示すように、この場合には0°で示す基準極性をもって二次巻線220'から出力ポート28に供給される。時刻T0後においては、ダイオード228および238は逆方向にバイアスされ、従って完全に開放回路になるのに対して、ダイオード230および232は導通状態にバイアスされる。ダイオード230および232が導通状態になると、導通路が接続点214、22

0°の位相遅延をもって出力ポート38に供給される。カプラー32の入力ポート34および36に供給される搬送波は本来各々電力分割器14を通過することによって3dBだけ減衰し、また混合器20および22は同じであり、実質的に損失がないので、ポート34および36に供給される搬送波は振幅が等しく、各々が入力端子12に供給される元の搬送波の電力の半分である。相対的な90°の位相偏移を有する振幅が等しい2つの搬送波のベクトル和は第1図のカプラー32の出力ポート38に現れ、第3図のベクトル310として示されている。ベクトル310は、1、1で示され、それが現れる情報状態を示している。

第3図において、0°軸は第1図のカプラー32の入力ポート36が供給源から切り放され（そして整合したインピーダンスで終端され）、論理1の入力が混合器20のポート24に供給されている状態における第1図のカプラー32のポート38の出力の位相を示している。Q情報の状態は0°出力を発生するのに無関係であるので、0°

6および216、224の間に設定される。従って時刻T0後においては、接続点214および216に現れるRF搬送波は接続点224および226に供給され続けるが、逆の極性をもって行われる。従って、出力端子28に供給される出力RF搬送波は低幅-時間波形246で示されるように時刻T0において逆の極性になる（すなわち、180°の相対位相になる）。

第1図に示すIおよびQデジタル情報信号が高論理レベル状態（1）および低論理レベル状態（0）をとる2進数である場合には、情報I、Qの全体で4つの可能な組合せ状態、すなわち1、1；1、0；0、1；および0、0がある。情報状態が1、1である場合、カプラー32の「貫通」入力ポート34に供給されるRF信号の相対位相は0°であり、この結果和出力信号の一方の成分の0°基準位相が出力ポート38に現れる。1、1の情報状態の場合には、入力端子36に供給される搬送波の相対位相は0°であり、これは上述したように4分の1波長伝送ラインによって9

軸は1のラベルを付されている。同様にして、第3図の+90°軸は第1図のカプラー32のポート34が切り放され（そして終端され）、論理1状態が混合器22の入力ポート26に供給されている状態における第1図のカプラー32のポート38からの出力の位相を表している。従って、+90°軸は入力Q情報信号の状態によってのみ制御され、従ってそのように示されている。

第1図の変調器10に供給される論理状態が0、1の場合には、第3図においてI信号の位相は逆にされ（I軸上で180°）、Q信号の位相は逆にされない（Q軸上で90°）。従って、0、1情報状態は和ベクトル312で示され、第1図の出力ポート38における和信号の位相を表す。同様な分析の結果0、0情報状態の場合にはベクトル314で表され、1、0情報状態の場合はベクトル316で表される。ベクトル310-316は各々の間に90°の角度を有する対称な十字形パターンを形成する。

要約すると、第1図のQPSK変調器10はR

F搬送波、IおよびQディジタル情報を受信し、漏洩消費損失に加えて(除波負荷42における消費による)3dB低減された電力を有するRF搬送波を発生する。ここにおいて、相対位相はベクトル対312、318に対して直角位相関係にあるベクトル対310、314を有して第3図に示されているようになる。情報信号が異なるデータ速度を有する場合、例えばI信号がビデオ信号であり、Q信号が音声信号であるような場合には、QPSK変調は低いデータ速度チャンネルに対する高いデータ速度チャンネルのビット誤り率(BER)の相対的劣化になる。BERは高い帯域幅に相応した高いデータ速度情報を運ぶチャンネルにおける電力を増大することによって均等化され、低いデータ速度チャンネルの電力に対して高く受信した雑音を相殺することができる。従って、高い速度のIチャンネルは低い速度のQチャンネルよりも高い電力搬送波を有する。このタイプの変調は不平衡1/4偏移キーイング(UQPSK)として知られ、また不平衡直角位相偏移キーイン

グおよび不平衡4位相偏移キーイングとして知られている。

第4図は1980年8月5日に発行されたハーメスメーヤ(Horseshoer)の米国特許第4,216,542号に記載されているUQPSK変調器400のブロック図である。ハーメスメーヤによって説明されているように、変調される搬送波はポート412を介して直角位相ハイブリッドカプラー414の入力ポート498に供給される。ハイブリッドカプラー414はその出力ポート416、418に相対的に位相変移された $\angle 0^\circ$ 、 $\angle 90^\circ$ の信号を発生する。6dBの減衰器パッド(図示せず)が分離および安定性のためにカプラー414の出力ポートに設けられている。位相調整器456は正確な 90° の位相関係を設定することを可能とする。2つの相対的に位相偏移され、減衰された信号がそれぞれ2相変調器420、422の入力ポート448および450に供給される。変調された信号は2相変調器から(0°)結合器432の入力端子434および436に供給

され、他の差動的な位相偏移を受けることなく組合せられ、QPSK変調信号を発生する。Iチャンネルにおける選択可能な減衰器458はUQPSKを発生するように電力比Q/Iの設定を可能にする。

電力分割された両方の搬送波に対して出力ポート416および418で等しい第4図のカプラー414における電力損失を無視するとともに、また移相器456における損失を無視すると、振幅が等しく、位相が相対的に 90° 偏移している搬送波信号が第4図の2相変調器420、422の入力ポート448、450にそれぞれ供給される。従って、減衰器458が0dB(損失なし)に設定されていると仮定すると、振幅が等しく、直角位相2相変調された信号が結合器432の入力ポート434および436に供給される。結合器432は信号を加算し、第3図に示すベクトルパターンを出力ポート438に発生するが、振幅はカプラー414における6dBの減衰器および結合器432の固有の損失によって低減されている。この

ような結合器は本来3dBの固有の損失を有している。従って、変調器400は減衰器458を0dBに設定したとしてもポート412におけるRF入力とポート438における出力との間に部品による余分な損失に加えて9dBの損失を有している。

減衰器458の減衰量を増大した場合には(損失を増大)、結合器432の入力ポート434に供給される 0° に変調された搬送波成分の振幅は低減する。従って、1、1情報信号状態の場合には、 0° 成分の大きさは $+90^\circ$ 成分に対して低減し、その結果の合成ベクトルは第5図に510で示されているが 0° 軸から 45° 以上大きな選択された角度 ϕ になる。減衰器458(第4図)の減衰量が増大するにつれて、角度 ϕ は増大する。また、他のベクトル512、514および516の対応する角度も対応して同様に変化する。詳しくは、ベクトル512の位相は $180^\circ - \phi$ であり、ベクトル514の位相は $180^\circ + \phi$ であり、ベクトル516の位相は $360^\circ - \phi$ である。もちろん、減衰器458が図示の位置のかわりに導

体454に直列に設けられた場合は、角度 ϕ は45°以下となり、減衰量の増大に応じて低減する。

第4図の変調器400はUQPSK変調信号を発生することができるが、第1図のQPSK変調器10と比較して、振幅が等しいRF搬送波入力の場合変調器400によって出力されるUQPSK信号は振幅が非常に低く、従って変調器10のQPSK信号よりも悪いBERを有するという欠点がある。これは変調器400の出力に電力増幅器を設けることによって補正することができるが、信頼性は悪いものになる。しかしながら、変調器のRF入力ポートにおける電力レベルが例えば数百ワットのようにすでに充分であるシステムの場合には、QPSK変調器10との比較においてUQPSK変調器400の余分な損失による熱放出問題が発生するとともに、また、第2の高電力増幅器を必要とし、これは価格が高く、信頼性がないものである。

第4図のハーメスメーヤの減衰器458は、第1図の構成のポート28と34との間に第4図の

はポート34と38との間にたった約0.8dBの論理的な損失を有するのみである。添減損失を0.2dBと仮定すると、90°の平衡ハイブリッドの場合の3.2dBに対して、貫通ポートから出力ポートまでの損失は1dBのみである。従って、この状態において有効な電力に2dBの増加がある。これは減衰器を有する3dBのハイブリッドよりもむしろ7dBの不平衡カプラーを使用することによって生じるものである。第2の入力ポート36に供給される信号成分は出力ポート38において貫通路成分の出力レベルより7dB低く現れる。

第7図は第6図の変調器600のポート38に現れる変調搬送波の出力位相を表すベクトル図であり、この場合同時係数出願第047,941号に記載されているような調整可能型方向性カプラーが7dBの値に設定されている。第7図に示すように、1.1情報状態は0°の基準軸に対して26.6°の角度を有するベクトル710によって表され、0.1状態は0°軸に対して153.4°の角度を有するベクトル712によって表さ

減衰器458を設けることによって第1図のノイフの変調器10に使用することができる。UQPSK変調はこの構成をもって行われるが、余分な電力が減衰器において浪費され、出力信号レベルは1チャンネルにおいて低下し、全体のBERはよくなるよりもむしろ悪くなる。

第6図の変調器600の構成は第1図の変調器10の構成に類似しており、第1図の構成要素に対応する第6図の構成要素は同じ符号で示されている。変調器600は90°出力カプラー632が平衡であるよりもむしろ不平衡であるという点に変調器10と異なっている。これは、3dBのハイブリッド(第1図のハイブリッド32のような)が使用された場合、入力ポート34または36の一方から出力ポート38に供給されるエネルギーが振幅において大きいという顕著な利点を有している。従って、入力ポート34から出力ポート38への損失は3dBの損失以下である貫通路によることができる(従って、ポート34は「貫通」入力ポートである)。例えば、7dBの不平衡カプラー

れている。0.0および1.0情報状態はそれぞれベクトル714および716によって表されている。

2つの変調搬送波の位相間に90°の位相偏移、すなわち直角位相関係以外を発生する僅かな不平衡が構造的に発生すると、第7図に示すような矩形よりもむしろ第8図に示すような平行四辺形を定めるフェーズになる。これは受信器が1およびQチャンネルの間のクロストークとみなす歪みを生じ、これがBERを増大する傾向にある。クロストークは大きさにおいて位相エラー ϕ の大きさに比例する。相互直角位相の偏差の影響を改良することが望まれている。

発明の概要

UQPSK変調器は第1および第2の情報信号を搬送波の相互直角位相成分上に変調する。正確な直角位相からの搬送波成分の偏差は歪変調、すなわち歪みになる。リミッタが歪みを低減するように変調搬送波の振幅を制限するように接続されている。

発明の説明

第9図は第8図に関連して説明した位相エラーを補正し、クロストーク、すなわち歪みを改良する本発明による構成を示すブロック図である。第9図において、UQPSK変調器900は、第4図または第6図に関連して説明したものと類似するものであってもよいし、または他の従来のどのような形式のものであってもよいが、入力端子12に搬送波信号発生器912から出力される変調されていない搬送波信号を受信する。また、変調器900は端子24および26からそれぞれIおよびQで示される情報信号を受信し、出力端子38に前述したようにUQPSK変調信号を発生する。上述したように、IおよびQ信号が変調される搬送波成分の直交性からの位相エラー ϕ は、受信機(図示せず)において復調された場合、情報クロストーク、すなわち歪みになる。この問題は以下に説明するように位相エラーを補正する機能を有している振幅リミッタ914によって改善されている。

zの範囲の周波数の動作に対して有利である。

第11b図は第11a図に関連して説明したような制限増幅器の特性を示す図である。第11b図において、プロット1190は約-11dBmないし約-4.5dBmの入力信号振幅範囲にわたって利得がほぼ一定である第1の部分と、出力が約+11.5dBmに制限される第2の部分1192を有している。この種の増幅器は従来周知のものである。

第12a図は便宜のため第8図を再現している。第12b図は第12a図の歪んだフェーズに対する第9図のリミッタ914の影響を示している。第12bにおいて、重ねられた円1200はリミッタ機能を示している。このリミッタ機能1200は、第12b図に示すように、短いフェーズ612および616の長さに等しい半径を有し、従ってこれらのフェーズに対する影響はほとんどまたは全くない。しかしながら、円1200の半径はフェーズ610および614の長さよりも短いので、円1200から外のフェーズ610および

第10図は逆平行接続されたダイオードを使用した1つの従来の振幅リミッタを示している。第10図において、振幅リミッタ914は逆平行ダイオード918および920とともに貫通導体916を有し、逆平行ダイオード918および920は導体916とアースとの間に接続されている。本技術分野に専門知識を有する者において周知であるように、ダイオード918および920は、第10図において破線で示す抵抗922によって表される供給源インピーダンスと協力して比較的一定の電圧部分を有する特性を有しており、これにより最大出力電圧をダイオードの順方向オフセット電圧に近い値に制限している。

第11図は増幅器-リミッタの簡略構成図である。この増幅器-リミッタは分離装置1194および各々がヒ化ガリウムFETを使用しているカスケード接続された2段の増幅器-リミッタ1196、1198を有している。これらのFETはヒューレットパッカード(Hewlett-Packard)のタイプ2201であり、これは特に7ないし9GHz

614の部分制限し、制限円1200内の残りのフェーズ1210および1214として残している。第12b図に示されているように、フェーズ612、616、1210および1214によって定められる図は点線によって示される矩形を定めている。従って、フェーズによって定められる図は第12a図のエラー角 ϕ が0°である場合に発生するものにほぼ等しいものである。

4. 図面の簡単な説明

第1図は一对の2相変調器を有する従来のQPSK変調器の簡略化ブロック図である。

第2図は第1図の2相変調器の1つの簡略化された構成図である。

第3図は第1図のQPSK変調器の動作を理解するためのベクトル図である。

第4図は従来のUQPSK変調器の簡略化ブロック図である。

第5図は第4図の変調器の動作を理解するためのベクトル図である。

第6図は不平衡ハイブリッドコプラーを有する

別のUQPSK変調器の簡略化ブロック図である。

第7図は第6図の変調器の動作を説明するとともに、理想的な矩形を示すベクトル図である。

第8図は平行四辺形を発生する位相エラーの影響を理解するためのベクトル図である。

第9図は位相エラーによって発生する歪みを低減する振幅リミッタを有する本発明による構成のブロック図である。

第10図はダイオード振幅リミッタを示す簡略化構成図である。

第11a図はインピーダンス制御用の分離装置を有するFET増幅器型の振幅リミッタを示す簡略化構成図であり、第11b図はその伝達特性を示すグラフである。

第12aおよびb図は平行四辺形、該平行四辺形上に重畳された制限円、およびその結果の矩形特性を示す図である。

900...UQPSK変調器、912...搬送波信号発生器、914...振幅リミッタ、918、920...ダイオード、1194...分離装置、1196、

1198...増幅器リミッタ。

特許出願人

ゼネラル・エレクトリック・カンパニー

代理人 (7630) 生 沼 隆 二

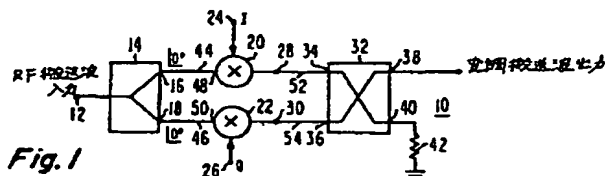


Fig. 1

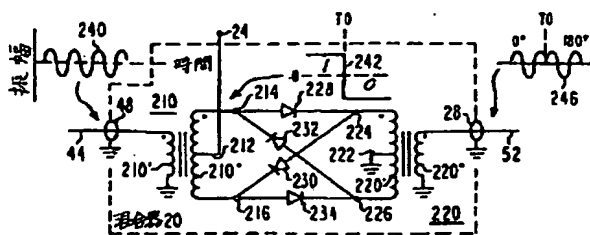


Fig. 2

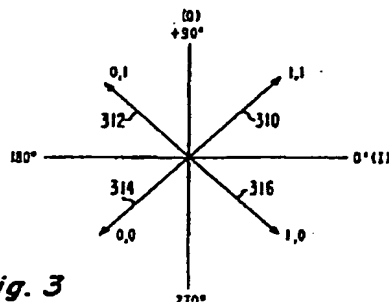


Fig. 3

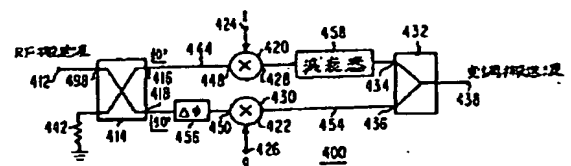


Fig. 4

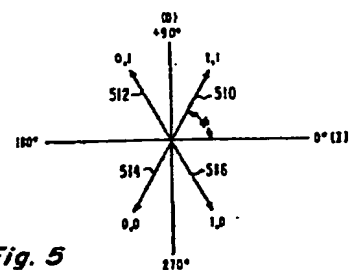


Fig. 5

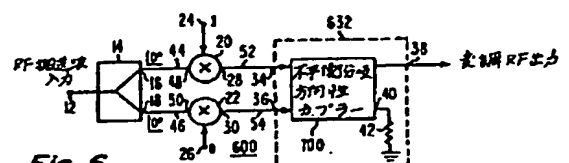


Fig. 6

